



①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**
⑩ **DE 100 62 347 A 1**

⑤1 Int. Cl.7:
G 01 C 19/56
G 01 P 9/04
G 05 D 13/00
H 03 L 7/08

⑲ Aktenzeichen: 100 62 347.6
⑳ Anmeldetag: 14. 12. 2000
㉑ Offenlegungstag: 20. 6. 2002

DE 100 62 347 A 1

⑦1 Anmelder:
Robert Bosch GmbH, 70469 Stuttgart, DE

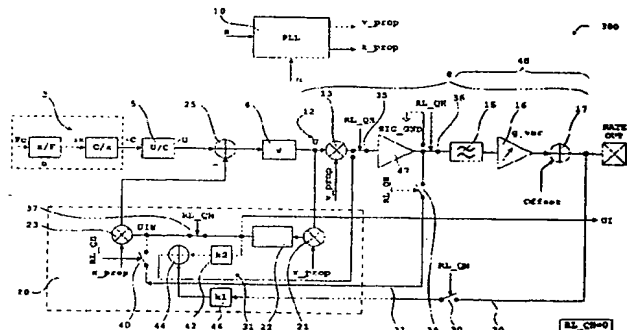
⑦2 Erfinder:
Schmid, Frank, 72587 Römerstein, DE; Mohaupt,
Jens, 72124 Pliezhausen, DE; Bauer, Wolfram,
72074 Tübingen, DE

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

⑤4 Verfahren zum Abgleichen des Phasenregelkreises einer elektronischen Auswertevorrichtung sowie eine elektronische Auswertevorrichtung

⑤7 Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Abgleichen des Phasenregelkreises (10) einer elektronischen Auswertevorrichtung (8), die das Ausgangssignal einer Sensorvorrichtung (3) auswertet, insbesondere ein den Coriolis-Effekt nutzender Drehratensensor mit einer oszillierenden Masse, die bei der Einwirkung einer äußeren Drehrate auf die Sensorvorrichtung eine Auslenkung (Δx) erfährt und das Ausgangssignal ein Drehratensignal darstellt, wobei die elektronische Auswertevorrichtung (8) neben dem Phasenregelkreis (10) einen Regelkreis (20), wie insbesondere ein Quadraturregelkreis, aufweist und der Regelkreis mit einem Regler (22), der einen Eingang und einen Ausgang aufweist, sowie mit einem Eingang aufweisenden Modulator bzw. Mischer (23) versehen ist, dessen Eingang mit dem Ausgang des Reglers (22) in einer ersten elektrischen Verbindung steht.

Um den Prozentsatz hergestellter, jedoch nicht abgleichbarer Sensorvorrichtungen zu verringern, wird erfindungsgemäß vorgeschlagen, daß die erste elektrische Verbindung ($RL_QH=0$) zwischen dem Ausgang des Reglers (22) und dem Eingang des Mixers (23) getrennt und eine zweite elektrische Verbindung ($RL_QH=1$) zwischen dem Ausgang des Reglers (22) und dem Eingang des Mixers (23) herbeigeführt wird, wobei die zweite elektrische Verbindung unter Zwischenschaltung eines Abschwächungsglieds (42) erfolgt.



DE 100 62 347 A 1

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren zum Abgleichen des Phasenregelkreises einer elektronischen Auswertungsvorrichtung bzw. eine elektronische Auswertungsvorrichtung nach dem Oberbegriff des betreffenden unabhängigen Patentanspruchs.

[0002] Drehratensensoren, die den Coriolis-Effekt nutzen (s. g. Coriolis Vibratory Gyros bzw. abgekürzt: CVGs), weisen eine oszillierende Masse (Sensorelement) und eine elektronische Auswertungsschaltung auf, anhand der die Auslenkung der oszillierenden Masse aufgrund der Einwirkung einer äußeren Drehrate auf den Sensor ermittelt wird. Die elektronische Auswertungsschaltung ist typischerweise mit einem Phasenregelkreis (phase-locked-loop; PLL) versehen, um Informationen über die Phasenlage von weg- und geschwindigkeitsproportionalen Signalen zu gewinnen. Ferner wird die Signalverarbeitung durch die PLL auf die Sensorantriebsfrequenz synchronisiert.

[0003] Für die Coriolis-Kraft F_c gilt:

$$F_c = 2 \cdot m \cdot (v \times \Omega)$$

wobei:

m: Masse der bewegten Struktur

v: Geschwindigkeit der bewegten Struktur

Ω : äußere Drehrate

[0004] Die Coriolis-Kraft F_c verursacht an einem CVG eine Auslenkung Δx . Diese Auslenkung Δx hat durch die mechanische Übertragungsfunktion x/F des CVGs dann eine Phasenverschiebung α erfahren, wenn die Güte des mechanischen Systems nicht hinreichend groß ist und der Frequenzabstand von Arbeitsfrequenz zu Resonanzfrequenz der Detektionsmode gering ist.

[0005] Um eine Drehrate messen zu können, muß dieses Signal mit einem phasenrichtigen, geschwindigkeitsproportionalen Signal v_{prop} demoduliert werden. CVG's weisen Störsignale auf, die nicht proportional zur Geschwindigkeit sind. Diese Störsignale sind vielmehr in Phase zum Weg, und sie sind unter Umständen sehr viel größer, als das eigentlich zu messende Drehratensignal RATE. Das Demodulationssignal v_{prop} , das aus der PLL gewonnen wird, muß daher ebenfalls um α phasenverschoben werden, um exakt die Drehrate zu ermitteln und nicht Anteile des Störsignales QUAD im Ausgangssignal zu haben.

[0006] Um die PLL am Bandende abzugleichen, wird im Signalpfad nach QUAD (x_{prop}) demoduliert, die äußere Drehrate angelegt und die Phase solange verändert, bis am Signalausgang keine Auswirkung durch die Drehrate mehr zu sehen ist. Eine schaltungstechnische Realisation dieses Verfahrens ist schematisch in Fig. 1 dargestellt.

[0007] Diese Methode ist dann anwendbar, wenn die Quadratsignale so klein sind, daß sie den Signalpfad nicht übersteuern. Sind die Störsignale jedoch um mehrere Größenordnungen größer als das Nutzsignal, so muß ein Quadraturregelkreis vorgesehen werden. Dieses ist als Erweiterung der Darstellung von Fig. 1 in Fig. 2 zur Darstellung des Standes der Technik vorgenommen worden.

[0008] Das vorher beschriebene Abgleichverfahren versagt nun, da der Quadraturregelkreis bei angelegter Drehrate und einer fehlabgegleichenen PLL, das nach Quadratur demodulierte Drehratensignal am Signalausgang unterdrückt, d. h. es fehlt das Kriterium zum Abgleichen der PLL. Vielmehr muß hier nun das Signal am Quadraturreglerausgang als Abgleichkriterium herangezogen werden. Am Ausgang des Quadraturreglers ergeben sich sehr kleine Signale in

$V^0(\alpha)$, die sich bei großem Fangbereich des Reglers weiter verkleinern. Diese Problematik kann nicht dadurch umgangen werden, daß das Reglerausgangssignal UI verstärkt ausgegeben wird (vgl. Fig. 2, Fig. 4), da die zur Verfügung stehende Versorgungsspannung meist begrenzt ist und z. B. 5 V beträgt. Das zur Unterdrückung der Quadratur notwendige Signal ist oft wesentlich größer, als das durch Aufbringen einer Drehrate sich ergebende Signal. Das verstärkte Signal UI würde daher an die Grenzen des möglichen Aussteuerbereiches stoßen.

Vorteile der Erfindung

[0009] Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht in der Angabe eines Verfahrens zum Abgleichen des Phasenregelkreises einer elektronischen Auswertungsvorrichtung, die das Ausgangssignal einer Sensorvorrichtung auswertet, wie insbesondere ein den Coriolis-Effekt nutzender Drehratensensor sowie in der Angabe einer elektronischen Auswertungsvorrichtung, wobei das Verfahren bzw. die Auswertungsvorrichtung es ermöglicht den Phasenregelkreis der elektronischen Auswertungsvorrichtung bei einem deutlich höheren Prozentsatz zugeordneter Sensorvorrichtungen abgleichen zu können.

[0010] Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß durch ein Verfahren bzw. eine elektronische Auswertungsvorrichtung mit den Merkmalen der unabhängigen Patentansprüche gelöst. Vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen angegeben.

[0011] Zur Unterdrückung von auslenkungsproportionalen Störsignalen ist in der Auswertungsvorrichtung zur Auswertung des Ausgangssignals einer Sensorvorrichtung ein Quadraturregelkreis notwendig, wie vorstehend bereits ausgeführt worden ist.

[0012] Ein wichtiger Aspekt der Erfindung besteht darin, den Quadraturregelkreis dahingehend zu erweitern, daß das Ausgangssignal des Reglers des Quadraturregelkreises während des Abgleichens des Phasenregelkreises im Vergleich zum normalen Regelbetrieb eine höhere Ausgangsspannung abgibt. Die abgegebene Ausgangsspannung ist abhängig von der Amplitude der auf die Sensorvorrichtung einwirkenden äußeren Drehrate und des in der PLL eingestellten Phasenwinkels α . Dadurch kann der Fangbereich des Quadraturregelkreises für den normalen Regelbetrieb so dimensioniert werden, daß auch Sensorvorrichtungen mit großen Störampplituden verwendet werden können. Dies wäre ohne die erfindungsgemäße Veränderung des Regelkreises nicht möglich, da beide Anforderungen gegenläufig sind.

[0013] Wie ausgeführt, ist jeder Sensorvorrichtung eine elektronische Auswertungsvorrichtung zugeordnet, deren Phasenregelkreis auf die konkrete Sensorvorrichtung abgeglichen werden muß. Da die erfindungsgemäße elektronische Auswertungsvorrichtung bzw. das erfindungsgemäße Verfahren zum Abgleichen des Phasenregelkreises es erlaubt, auch Sensorvorrichtungen abgleichen zu können, deren Ausgangssignal ein höheres Störsignal aufweist, läßt sich der Ausschluß nicht abgleichbarer Sensorvorrichtungen und damit die Produktionskosten deutlich verringern.

[0014] Ferner ist von Vorteil, daß das erfindungsgemäße Verfahren zum Abgleichen des Phasenregelkreises bei sehr geringem schaltungstechnischen Aufwand vollständig automatisierbar und damit serientauglich ist.

Zeichnungen

[0015] Die Erfindung wird nachfolgend anhand eines Ausführungsbeispiels unter Verwendung eines bekannten mikromechanischen Drehratensensors, der eine oszillie-

rende Masse aufweist, näher erläutert. Es zeigen in Form von schematischen Darstellungen:

[0016] Fig. 1 eine bekannte Auswertungsvorrichtung bzw. Auswertungsschaltung für den bekannten Drehratensensor, der in stark schematisierter Form dargestellt ist;

[0017] Fig. 2 eine bekannte Erweiterung der Auswertungsschaltung in Fig. 1 um einen Quadraturregelkreis zur Unterdrückung starker Störungen;

[0018] Fig. 3 eine erfindungsgemäße Auswertungsschaltung für den bekannten Drehratensensor, der in stark schematisierter Form dargestellt ist, wobei die Schalterstellungen erfindungsgemäßer Schalter für den normalen Reglerbetrieb dargestellt sind;

[0019] Fig. 3a die erfindungsgemäße Auswertungsschaltung der Fig. 3, wobei die Schalterstellungen der erfindungsgemäßen Schalter für den Abgleichzustand dargestellt sind;

[0020] Fig. 4 den bekannten Drehratensensor in detaillierter Darstellung und die bekannte Auswertungsschaltung gemäß Fig. 2; und

[0021] Fig. 5 den bekannten Drehratensensor in detaillierter Darstellung und die erfindungsgemäße Auswertungsschaltung gemäß Fig. 3.

[0022] Ein CVG weist einen Antriebskreis auf, der dazu dient, eine seismische Masse in Schwingung zu versetzen. Ein im Antriebskreis abgegriffenes, elektrisches, wegproportionales Signal x dient als Eingangssignal für eine PLL. Je nach Antriebskonzept kann auch ein geschwindigkeitsproportionales Signal v verarbeitet werden. Auf die Darstellung des Antriebskreises ist im Rahmen der Beschreibung der vorliegenden Erfindung verzichtet worden, da sich die Erfindung auf die Verarbeitung der Ausgangssignale eines CVG bezieht.

[0023] Fig. 1 zeigt eine Kombination 100 eines bekannten Drehratensensors 3, der in stark schematisierter Form dargestellt ist, und einer bekannten Auswertungsvorrichtung bzw. Auswertungsschaltung 8, wobei die Auswertungsvorrichtung die Drehrate RATE OUT aus dem Ausgangssignal der Sensorvorrichtung bzw. des Drehratensensors bzw. des CVG 3 ermittelt. Die drehratenproportionale Coriolis-Kraft F_c verursacht an der oszillierenden Masse eine Auslenkung Δx , die durch die mechanische Übertragungsfunktion x/F des betreffenden CVGs 3 eine Phasenverschiebung α gegenüber der Coriolis-Kraft F_c erfahren hat. Nach dem Durchlaufen eines C/U-Wandlers 5 steht das Ausgangssignal des CVGs als Spannungssignal an und wird nach dem Durchlaufen eines Zwischenverstärkers 6 mit einem Verstärkungsfaktor g in der Auswertungsvorrichtung 8 als Spannung U weiterverarbeitet.

[0024] Um eine Drehrate RATE messen zu können, muß das Signal U mit einem phasenrichtigen, geschwindigkeitsproportionalen Signal demoduliert werden. Die hierzu verwendeten rechteckförmigen Signale x_{prop} und v_{prop} werden separat von einer Phasenregelschleife bzw. PLL 10 aus den Eingangssignalen x und α bereitgestellt. x_{prop} ist dabei in Phase mit dem Signal x . v_{prop} ist 90° phasenverschoben zu dem Signal x . Die Signale sind für phasenrichtige Synchrondemodulationen erforderlich. Ein CVG weist in der Regel Störsignale QUAD auf, die nicht proportional zur Geschwindigkeit, sondern vielmehr proportional und in Phase zum Weg sind. Zudem sind die Störsignale unter Umständen sehr viel größer, als das eigentlich zu messende Drehratensignal RATE OUT. Das Demodulationssignal v_{prop} , das aus der PLL 10 gewonnen wird, muß daher ebenfalls um α phasenverschoben werden, um die Drehrate RATE OUT exakt ermitteln zu können und um Anteile des Quadratursignals bzw. Störsignales QUAD im Ausgangssignal zu verhindern. Zur Ermittlung von α wird das Ein-

gangssignal U der Auswertungsvorrichtung 8 in einem Signalfeld 12 nach QUAD (x_{prop}) demoduliert, indem es aufeinander folgend einem Mischer bzw. Multiplizierer 13, einem Verstärker 14, einem Tiefpaßfilter 15 und einem Verstärker 16 mit einstellbarer Verstärkung g_{var} zugeführt wird. An einem Summierer 17 wird ein Offset-Abgleich durchgeführt, so daß an einem Ausgang OUT das Quadratursignal QUAD als Signal abgegriffen werden kann.

[0025] Zur Einstellung bzw. zum Abgleich der dargestellten Vorrichtung wird an dem beschriebenen Signalfeld 12 das verstärkte Drehratensignal U des Drehratensensors 3 angelegt und der Phasenwinkel α solange verändert, bis am Signalausgang keine Auswirkung durch die Drehrate mehr erkennbar ist. Diese Methode ist aber nur dann anwendbar, wenn die Quadratursignale QUAD so klein sind, daß sie den Signalfeld 12 nicht übersteuern. Sind die Störsignale QUAD jedoch um mehrere Größenordnungen größer als das enthaltene und zu isolierende Drehratensignal RATE OUT, so muß ein Quadraturregelkreis 20 vorgesehen werden. Dieses ist als Erweiterung der Darstellung von Fig. 1 in der Schaltung von Fig. 2 vorgenommen worden. Der Quadraturregelkreis 20 umfaßt einen ersten Mischer 21, in dem das um den Faktor g durch den Verstärker 6 verstärkte Signal U mit x_{prop} gemischt wird, um nach dem Durchlaufen eines Reglers 22 das Ausgangssignal UI zu bilden. UI wird in einem zweiten Mischer 23 ein weiteres Mal mit dem von der PLL 10 bereitgestellten Hilfssignal x_{prop} gemischt und anschließend einem Summierer 25 invertiert zusammen mit dem noch nicht verstärkten Ausgangssignal des CVGs 3 zugeführt, um das Störsignal QUAD zu eliminieren bzw. wesentlich zu mindern.

[0026] Das vorher zu Fig. 1 beschriebene Abgleichverfahren versagt in einer Vorrichtung nach Fig. 2, da der Quadraturregelkreis 20 bei angelegtem Drehratensignal des Sensors 3 und einer fehlabgeglichenen PLL 10 das nach Quadratur demodulierte Drehratensignal am Signalausgang unterdrückt. D. h. es fehlt das Kriterium zum Abgleichen des Phasenwinkels α der PLL 10. Vielmehr muß hier nun ein Signal an einem Ausgang des Reglers 22 als Abgleichskriterium herangezogen werden. An dem Ausgang des Reglers 22 ergeben sich sehr kleine Signale in $V^0(\alpha)$, die sich bei großem Fangbereich des Reglers 22 weiter verkleinern. Diese Problematik kann nicht dadurch umgangen werden, daß das Signal UI am Ausgang des Reglers 22 verstärkt ausgegeben wird, da die zur Verfügung stehende Versorgungsspannung meist, z. B. auf 5 V, begrenzt ist, und das zur Unterdrückung der Quadratur notwendige Signal oft wesentlich größer ist, als das durch die Einwirkung einer äußeren Drehrate sich ergebende Signal. Das verstärkte Signal UI würde daher an die Grenzen des möglichen Aussteuerbereiches stoßen.

[0027] Nachfolgend werden die einige Verarbeitungsschritte zur Verdeutlichung der auftretenden Probleme und der positiven Auswirkung einer erfindungsgemäßen Lösung in der Form von Gleichungen erläutert:

[0028] Unter der Voraussetzung, daß $v = \text{konstant}$ und keine wegproportionalen Störsignale (Quadratur Q) vorhanden sind, gilt:

$$U = \text{konst.}1 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t - \alpha) \cdot \Omega \cdot \cos(\omega_N \cdot t) \quad (1)$$

$$U = 1/2 \cdot \text{konst.}1 \cdot \Omega \cdot [\cos((\omega_0 - \omega_N) \cdot t - \alpha) + \cos((\omega_0 + \omega_N) \cdot t - \alpha)]$$

wobei:

U: amplitudenmoduliertes drehratenproportionales Signal
konst.1: Konstante 1

ω_0 : Sensorantriebsresonanzfrequenz

α : Phasenverschiebung Detektionsmode Sensorelement

Ω : äußere Drehrate

ωN : Nutzfrequenz bzw. Drehrate

t : Zeitvariable

[0029] Wird bei der Synchrondemodulation mit dem Rechtecksignal v_{prop} vernachlässigt, daß die ungeradzahli- gen Vielfachen ebenfalls Anteile liefern, so ergibt sich mit

$$v_{\text{prop}} = \cos(\omega_0 \cdot t - \alpha)$$

wobei:

v_{prop} : geschwindigkeitsproportionales Demodulationssignal
als Ausgangssignal nach Tiefpassfilterung mit Unterdrückung der doppelten Frequenz:

$$\text{RATE OUT} = g_{\text{var}} \cdot \text{konst.1} \cdot 1/2 \cdot \Omega \cdot \cos(\omega N \cdot t) \quad (2)$$

wobei:

RATE OUT : Ausgangssignal am Drehratensensor

[0030] Über g_{var} kann in dem Verstärker 16 die Soll-empfindlichkeit der gesamten Kombination 300 abgeglichen werden.

[0031] Sind Quadratursignale Q vorhanden, so verändert sich (1) unter der Annahme, daß die Quadratur ebenfalls um α phasenverschoben wird, zu:

$$U = \text{konst.1} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t - \alpha) \cdot \Omega \cdot \cos(\omega N \cdot t) + \text{konst.2} \cdot Q \cdot \sin(\omega_0 \cdot t - \alpha) \quad (3)$$

wobei:

g_{var} : variable Verstärkung zum Empfindlichkeitsabgleich

Q : Amplitude der Quadratursignale QUAD

konst.2 : Konstante 2

[0032] Würde nun das Demodulationssignal v_{prop} nicht um α verschoben, so ergäbe sich:

$$\text{RATE OUT} = g_{\text{var}} \cdot \text{konst.1} \cdot 1/2 \cdot \Omega \cdot \cos(\omega N \cdot t) \cdot \cos \alpha + g_{\text{var}} \cdot \text{konst.2} \cdot 1/2 \cdot Q \cdot \sin \alpha \quad (4)$$

[0033] Aus den Gleichungen (3) und (4) wird ersichtlich, daß der Anteil des Quadratursignals QUAD aus zwei Gründen im Vergleich zum Nutzsignal klein sein muß:

1. Die Signalverarbeitung muß bis zur Synchrondemodulation das Quadratursignal linear verarbeiten können.
2. Bei einer Fehldemodulation mit dem Winkel α ergibt sich am Ausgang ein Offset:

$$\text{RATE OUT} = g_{\text{var}} \cdot \text{konst.2} \cdot 1/2 \cdot \Omega \cdot \sin \alpha$$

[0034] Es wird daher im System ein Quadraturregelkreis 20 vorgesehen, der das amplitudenmodulierte Signal U nach dem Weg (Quadratur) durch Multiplikation mit x_{prop} demoduliert, Fig. 2. Dieses Signal wird über einen Regler 22 zugeführt, der einen I-Regler darstellt und das Signal aufintegriert. Nach einer erneuten Modulation mit x_{prop} wird das Ausgangssignal UI dem von dem Sensorelement 3 kommenden Quadratursignal an dem Summierer 25 "entgegengehalten". Der Summierer 25 regelt den Quadraturanteil der Spannung U bis auf eine sehr kleine, bleibende Regelabweichung auf Null.

[0035] Fig. 4 zeigt den bekannten Drehratensensor in detaillierter Darstellung und die bekannte Auswertungsschaltung gemäß der Fig. 2. Der Übersichtlichkeit halber sind nur die Bezugszeichen der größeren Funktionsblöcke und von Verbindungselementen eingetragen worden, z. B.

CVG 3, Auswertungsvorrichtung 8, Quadraturregelkreis 20 etc.

[0036] Der Fangbereich des Quadraturregelkreises 20 ergibt sich zu:

$$\Delta UI = \Delta U_{\text{IN}} = U_{\text{HF}} \cdot \delta C / CQ1,2$$

wobei:

U_{HF} : Amplitude der trägerfrequenten Meßspannung

10 ΔUI : Änderung I-Reglerausgangsspannung

ΔU_{IN} : Eingangsspannung Modulator

d. h. bei gegebenem max. ΔUI (z. B. vorgegeben durch den maximalen Bereich der Aussteuerung des Operationsverstärkers) ergibt sich ein max. zulässiges δC_{Quadr} zu:

$$15 \delta C_{\text{Quadr}} = CQ1,2 \cdot \Delta UI / U_{\text{HF}} \quad (5)$$

wobei:

δC_{Quadr} : Kapazitätsänderung aufgrund von Quadratur

20 $CQ1,2$: Einkoppelkapazitäten des Quadraturregelkreises

[0037] Mit δC_{Quadr} und ΔUI sind die Amplituden der entsprechenden Sinusschwingungen gemeint. Aus (5) ist zu erkennen, daß der Quadraturreglerfangbereich durch Vergrößerung von $CQ1,2$ ebenfalls erweitert werden kann, bzw. für einen geforderten Fangbereich ein minimales $CQ1,2$ notwendig ist.

[0038] Ist die PLL 10 um den Winkel α fehlabgeglichen und legt man für den Abgleich eine konstante äußere Drehrate proportional zu $\cos(\omega_0 \cdot t)$ an, so wird sich der Reglerausgang in seiner Amplitude so einstellen, daß der Regler kein Eingangssignal erhält.

[0039] Es gilt die trigonometrische Gleichung:

$$30 \delta C \cdot \cos(\omega_0 \cdot t - \alpha) = \delta C \cdot [\cos(\omega_0 \cdot t) \cdot \cos \alpha + \sin(\omega_0 \cdot t) \cdot \sin \alpha]$$

[0040] Beim ersten Term der großen Klammer handelt es sich um die Drehrate, die durch den Quadraturregelkreis nahezu unbeeinflusst bleibt (für $\alpha < 1^\circ$). Der zweite Term ist in Phase zur Quadratur und wird daher vom Quadraturregelkreis erfaßt und unterdrückt.

[0041] Für den eingeschwungenen Zustand gilt:

$$\delta C \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \cdot \sin \alpha = CQ1,2 \cdot \Delta UI / U_{\text{HF}} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t), \text{ bzw.}$$

$$45 \Delta UI = U_{\text{HF}} \cdot \delta C / CQ1,2 \cdot \sin \alpha \quad (6)$$

Zahlenbeispiel

50 [0042] Für $U_{\text{HF}} = 0,8 \text{ V}$, $CQ1,2 = 0,75 \text{ pF}$, $\delta C = 2,5 \text{ fF}$ bei $100^\circ/\text{s}$ und $\alpha = 1^\circ$ folgt $\Delta UI = 47 \text{ } \mu\text{V}/^\circ$, d. h. in den in Fig. 2 und Fig. 4 dargestellten Anordnungen ist am Reglerausgang eine sehr hohe Spannungsänderung von $47 \text{ } \mu\text{V}/^\circ$ bei einer äußeren Drehrate von $100^\circ/\text{s}$ meßbar.

55 [0043] Der Abgleich wird in den Vorrichtungen von Fig. 2 und 4 nach dem Stand der Technik so durchgeführt, daß bei einer angelegten konstanten Drehrate alle Abgleichbits des PLL-Abgleichs angewählt werden und das Ausgangssignal des Reglers 22 aufgezeichnet wird. Der gleiche Vorgang wird bei gleicher Drehrate mit anderem Vorzeichen wiederholt. Der Schnittpunkt beider Kennlinien kennzeichnet die richtige Abgleichkombination. Kleine Abgleichgrößen sind fertigungstechnisch jedoch schlecht zu erfassen. Das Problem kann durch Einsatz eines zusätzlichen Verstärkers verbessert werden. Dies hat jedoch den Nachteil, daß das ohnehin vorhandene Quadratursignal QUAD am Reglerausgang, das sehr viel größer als das Abgleichssignal sein kann, mit verstärkt wird.

[0044] In Fig. 3 ist eine erfindungsgemäße Lösung dieses Problems dargestellt. Gegenüber der Schaltung in Fig. 2 sind der Schaltung in Fig. 3 für einen verbesserten Abgleich drei Zweige 30, 31, 32 hinzugefügt worden. Die erweiterte Schaltung der Auswertungsvorrichtung 8 wird über Schalter 35, 36 im Signalpfad 12, einem Schalter 37 im Quadraturregelkreis 20 und je einen Schalter 38, 39 in dem Rückkoppelzweig 30 und dem Verbindungszweig 32 dem nachfolgend beschriebenen Verfahren entsprechend hinzugefügt. Über ein beim Abgleich durch eine Software ansteuerbares FLAG RL_QH kann durch eine logische "1" die Schalterstellung der eingezeichneten Schalter 35, 36, 37, 38, 39 verändert werden. Dadurch wird der Abschwächungszweig bzw. Abstimmungszweig 31 zwischen den Ausgang des Reglers 22 und den Eingang des Verstärkers bzw. Impedanzwandlers 47 geschaltet. Der Abschwächungszweig 31 weist ein Abschwächungsglied 42, das einen Abschwächungsfaktor K2 aufweist, einen Summierer 44, ein Einkoppelglied 46, das über den Rückkoppelzweig 30 das mit einem Faktor K1 gewichtete Ausgangssignal dem Summierer 44 zuführt, und einen Impedanzwandler 47 auf, der zwischen den Ausgang des Summierers 44 und den Eingang des Mischers 23 geschaltet ist. Der Eingang des Einkoppelgliedes 46 ist mit RATE OUT verbunden, es kann in einer alternativen Ausführungsform auch ein separater Eingang dafür vorgesehen sein. Die Schalterstellungen in Fig. 3 sind so gezeichnet, wie sie für RL_QH = 0 gültig sind, d. h. die Schalterstellung im normalen Regelbetrieb. Fig. 3a zeigt ergänzend dazu die Schalterstellungen für RL_QH = 1, also den Abgleichzustand.

[0045] Für den Phasenabgleich der PLL 10 und der Auswertungsvorrichtung 8 wird erfindungsgemäß bevorzugt nach folgendem Verfahren vorgegangen:

1. Zunächst wird die Spannung UI am Ausgang des Quadraturreglers 22 für die Schalterstellungen entsprechend RL_QH = 0 ohne Einwirkung einer äußeren Drehrate gemessen und ausgelesen. Damit ist für den abzugleichenden Drehratensensor 3 die Spannung UI_{Quad} ermittelt, die notwendig ist, die vorhandene Quadratur der Sensorvorrichtung 3 wegzuregulieren.
2. Mit Setzen von RL_QH = 1 und den entsprechenden Schalterstellungen wird diese Spannung UI_{Quad} über den ohnehin vorhandenen Offset-Abgleich mit RATE OUT an das Einkoppelglied K1 angelegt. Der Signalpfad 12 wird dabei gleichzeitig durch einen Schalter 36 auf Signal_ground bzw. Masse gelegt, um am Signalausgang nur die Auswirkung des Offset-Abgleiches zu haben. Das Signal UI am Ausgang des Reglers 22 stellt sich auf Signal_ground bzw. Masse ein, d. h. es wird nichts zusätzlich eingespeist, da die für die Unterdrückung der Quadratur notwendige Spannung über das Einkoppelglied K1 bereits zur Verfügung gestellt wird.
3. Legt man jetzt eine äußere Drehrate an, so ändert sich die Reglerausgangsspannung gemäß:

$$\Delta UI = 1/K2 \cdot U_{HF} \cdot \delta C/CQ1,2 \cdot \sin \alpha \quad (7)$$

wobei:

ΔUI : Änderung der Reglerausgangsspannung

K2: Faktor der Abschwächung

U_{HF} : Amplitude der trägerfrequenten Meßspannung

δC : Kapazitätsänderung der Meß-Kapazitäten im Sensorelement

$CQ1,2$: Einkoppelkapazitäten des Quadraturregelkreises

α : Phasenverschiebung Detektionsmode Sensorelement

Da $K2 \ll 1$ gewählt werden kann, läßt sich hierdurch die Abgleichempfindlichkeit signifikant erhöhen. Es wird nun wieder die richtige Abgleichkombination ermittelt, wie vorher unter Bezug auf den Stand der Technik nach Fig. 2 beschrieben wurde.

CQ1,2 darf einen sich aus dem geforderten Quadraturfangbereich ergebenden minimalen Wert nicht unterschreiten, daher kann die Abgleichempfindlichkeit auch über $1/K2 \gg 1$ bei gegebenem U_{HF} und δC vergrößert werden.

4. Nach dem Abgleich wird RL_QH = 0 durch die Software gesetzt und die Schalter nehmen die in Fig. 3 gezeigte Schalterstellung ein.

[0046] Die Einstellung der Abgleichempfindlichkeit ist somit von der des Quadraturfangbereichs entkoppelt und mit wesentlich verbesserter Genauigkeit durchgeführt worden. Zum Abschluß des Verfahrens, das beispielsweise durch eine geeignete Software auch vollautomatisch durchgeführt werden kann, ist der normale Regelbetrieb in der abgestimmten Regeleinrichtung eingestellt.

[0047] Fig. 4 zeigt eine Kombination 400 aus dem bekannten Drehratensensor 3, der ggü. Fig. 1 detaillierter dargestellt ist, und der bekannten Auswertungsschaltung 8 gemäß Fig. 2. Fig. 5 zeigt eine Kombination 500 aus dem bekannten Drehratensensor 3, der ggü. Fig. 1 detaillierter dargestellt ist, und der erfindungsgemäßen Auswertungsvorrichtung bzw. Auswertungsschaltung gemäß Fig. 3. Der Übersichtlichkeit halber sind in den Fig. 4 und 5 lediglich die Bezugszeichen der größeren Funktionsblöcke der Fig. 2 und 3 angegeben. Für die Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens ist es unerheblich, daß zur Auswertung der Kapazitätsänderung der Kapazitäten $C1 = C_0 + \delta C$ und $C2 = C_0 - \delta C$ des Drehratensensors 3, infolge der Einwirkung einer äußeren Drehrate auf die oszillierende Masse des Sensors, eine hochfrequente Spannung U_{HF} verwendet wird, wie in den Fig. 4 und 5 angegeben.

[0048] Bei einer erfindungsgemäßen Weiterbildung wird die erforderliche Quadraturspannung über einen separaten Pin bzw. Anschluß von extern an das Einkoppelglied K1 angelegt (nicht dargestellt).

Patentansprüche

1. Verfahren zum Abgleichen des Phasenregelkreises (10) einer elektronischen Auswertungsvorrichtung (8), die das Ausgangssignal einer Sensorvorrichtung (3) auswertet, insbesondere ein den Coriolis-Effekt nutzender Drehratensensor mit einer oszillierenden Masse, die bei der Einwirkung einer äußeren Drehrate auf die Sensorvorrichtung eine Auslenkung (Δx) erfährt und das Ausgangssignal ein Drehratensignal darstellt, wobei die elektronische Auswertungsvorrichtung (8) neben dem Phasenregelkreis (10) einen Regelkreis (20), wie insbesondere ein Quadraturregelkreis, aufweist und der Regelkreis mit einem Regler (22), der einen Eingang und einen Ausgang aufweist, sowie mit einem einen Eingang aufweisenden Modulator bzw. Mischer (23) versehen ist, dessen Eingang mit dem Ausgang des Reglers (22) in einer ersten elektrischen Verbindung steht, dadurch gekennzeichnet, daß die erste elektrische Verbindung (RL_QH = 0) zwischen dem Ausgang des Reglers (22) und dem Eingang des Mischers (23) getrennt, und eine zweite elektrische Verbindung (RL_QH = 1) zwischen dem Ausgang des Reglers (22) und dem Eingang des Mischers (23) herbeigeführt wird, wobei die zweite elektrische Verbindung unter Zwischenschaltung eines

Abschwächungsglieds (42) erfolgt.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Faktor der Abschwächung (K2) des Abschwächungsglieds (42) kleiner als 1, vorzugsweise $K2 \ll 1$, gewählt wird, wodurch die Abgleichempfindlichkeit des Ausgangs des Reglers (22) deutlich gegenüber dem Fall erhöht wird, in dem der Faktor der Abschwächung den Wert 1, d. h. $K2 = 1$, ist.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die zweite elektrische Verbindung unter Zwischenschaltung eines Summierers (44) erfolgt.

4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß für den Abgleich des Phasenregelkreises (10) in einem ersten Schritt die erste elektrische Verbindung ($RL_QH = 0$) herbeigeführt und die Ausgangsspannung des Reglers (22) des Regelkreises bzw. Quadraturregelkreises (20), ohne die Einwirkung einer äußeren Drehrate auf die Sensorvorrichtung (3), ermittelt wird.

5. Verfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß für den Abgleich des Phasenregelkreises (10) in einem zweiten Schritt die zweite elektrische Verbindung ($RL_QH = 1$) herbeigeführt wird.

6. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Auswertungsvorrichtung (8) eine Ausgangsstufe (48) aufweist und diese während des zweiten Schritts an Signal-Masse (SIG_GND) gelegt wird.

7. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß sich das Spannungsniveau des Ausgangs des Reglers (22) während des zweiten Schritts ($RL_QH = 0$) auf das Spannungsniveau der Signal-Masse einstellt, wobei über den Summierer (17) der Ausgangsstufe (48) dem Summierer (44) des Regelkreises (20) eine Spannung zugeführt wird, die proportional zu der im ersten Schritt ermittelten Ausgangsspannung des Reglers (22) des Regelkreises (20) ist.

8. Verfahren nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß in einem dritten Schritt eine äußere Drehrate auf die Sensorvorrichtung (3) einwirkt.

9. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, daß bei der Einwirkung einer äußeren Drehrate für die Ausgangsspannung des Reglers (22) gilt:

$$\Delta UI = 1/K2 \cdot U_{HF} \cdot \delta C / CQ1,2 \cdot \sin \alpha \quad (7)$$

wobei:

ΔUI : Änderung der Reglerausgangsspannung

K2: Faktor der Abschwächung

U_{HF} : Amplitude der trägerfrequenten Meßspannung

δC : Kapazitätsänderung der Meß-Kapazitäten im Sensorelement

$CQ1,2$: Einkoppelkapazitäten des Quadraturregelkreises

α : Phasenverschiebung Detektionsmode Sensorelement

10. Elektronische Auswertungsvorrichtung (8) zur Messung des Ausgangssignals einer Sensorvorrichtung (3), insbesondere ein den Coriolis-Effekt nutzender Drehratensensor mit einer oszillierenden Masse, die bei der Einwirkung einer äußeren Drehrate auf die Sensorvorrichtung (3) eine Auslenkung (Δx) erfährt und das Ausgangssignal ein Drehratensignal darstellt, wobei die elektronische Auswertungsvorrichtung (8) einen Phasenregelkreis (10) und einen Regelkreis, wie insbesondere ein Quadraturregelkreis (20), aufweist, der mit einem Regler (22), der einen Eingang und einen Ausgang aufweist, sowie mit einem einen Eingang aufweisenden Modulator bzw. Mischer (23) versehen ist, dadurch gekennzeichnet, daß der Regelkreis (20) ein

Abschwächungsglied (42) und vorzugsweise auch einen Summierer (44) und/oder ein Einkoppelglied (K1) aufweist.

11. Elektronische Auswertungsvorrichtung (8) zur Messung des Ausgangssignals einer Sensorvorrichtung (3), insbesondere ein den Coriolis-Effekt nutzender Drehratensensor mit einer oszillierenden Masse, die bei der Einwirkung einer äußeren Drehrate auf die Sensorvorrichtung (3) eine Auslenkung (Δx) erfährt und das Ausgangssignal ein Drehratensignal darstellt, wobei die elektronische Auswertungsvorrichtung (8) einen Phasenregelkreis (10) und einen Regelkreis, wie insbesondere einen Quadraturregelkreis (20), aufweist, der mit einem Regler (22), der einen Eingang und einen Ausgang aufweist, sowie mit einem einen Eingang aufweisenden Modulator bzw. Mischer (23) versehen ist, dadurch gekennzeichnet, daß die Auswertungsvorrichtung zur Durchführung des Verfahrens nach einem der Ansprüche 1 bis 9 modifiziert worden ist.

Hierzu 6 Seite(n) Zeichnungen

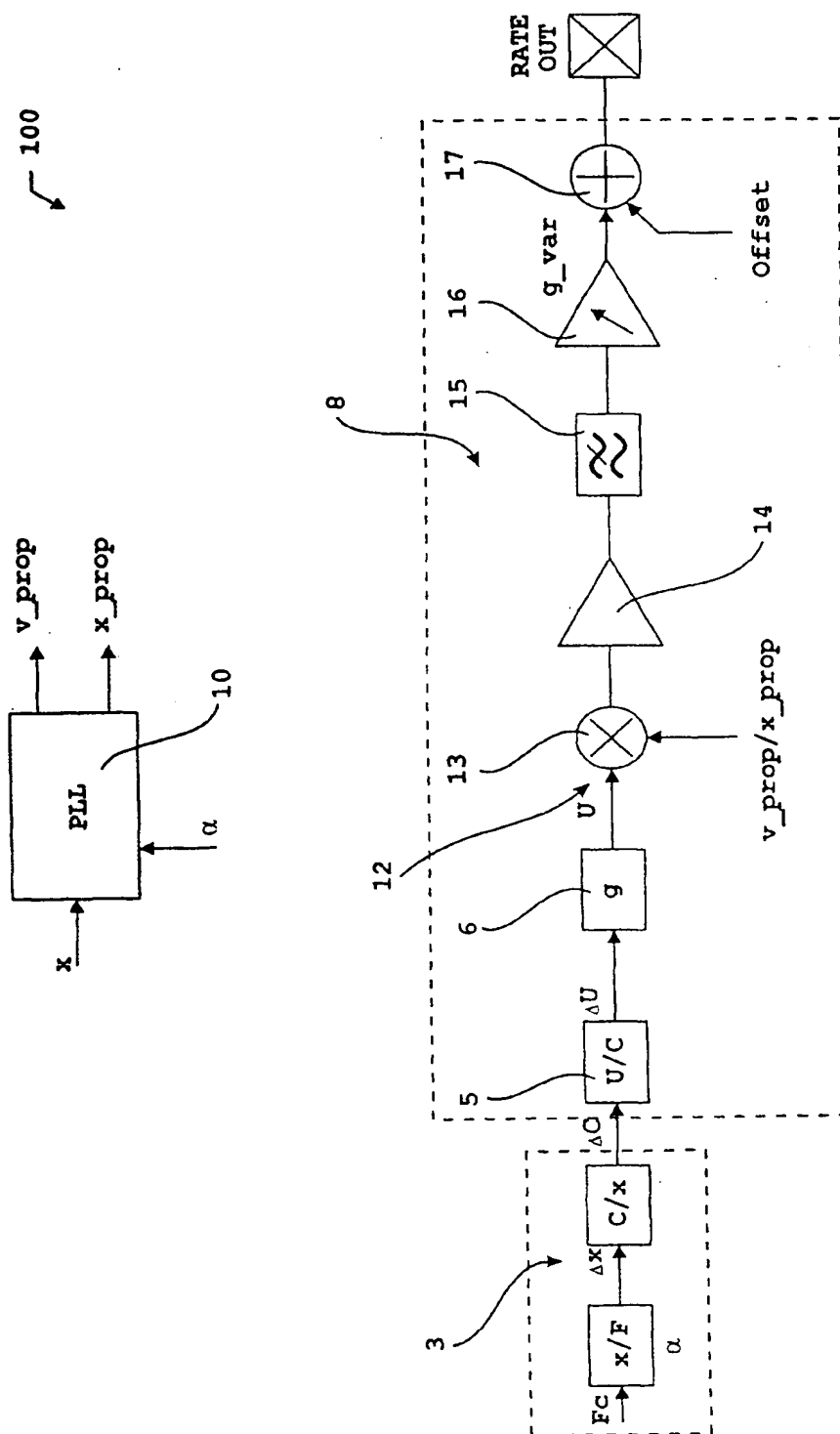


Fig. 1 (Stand der Technik)

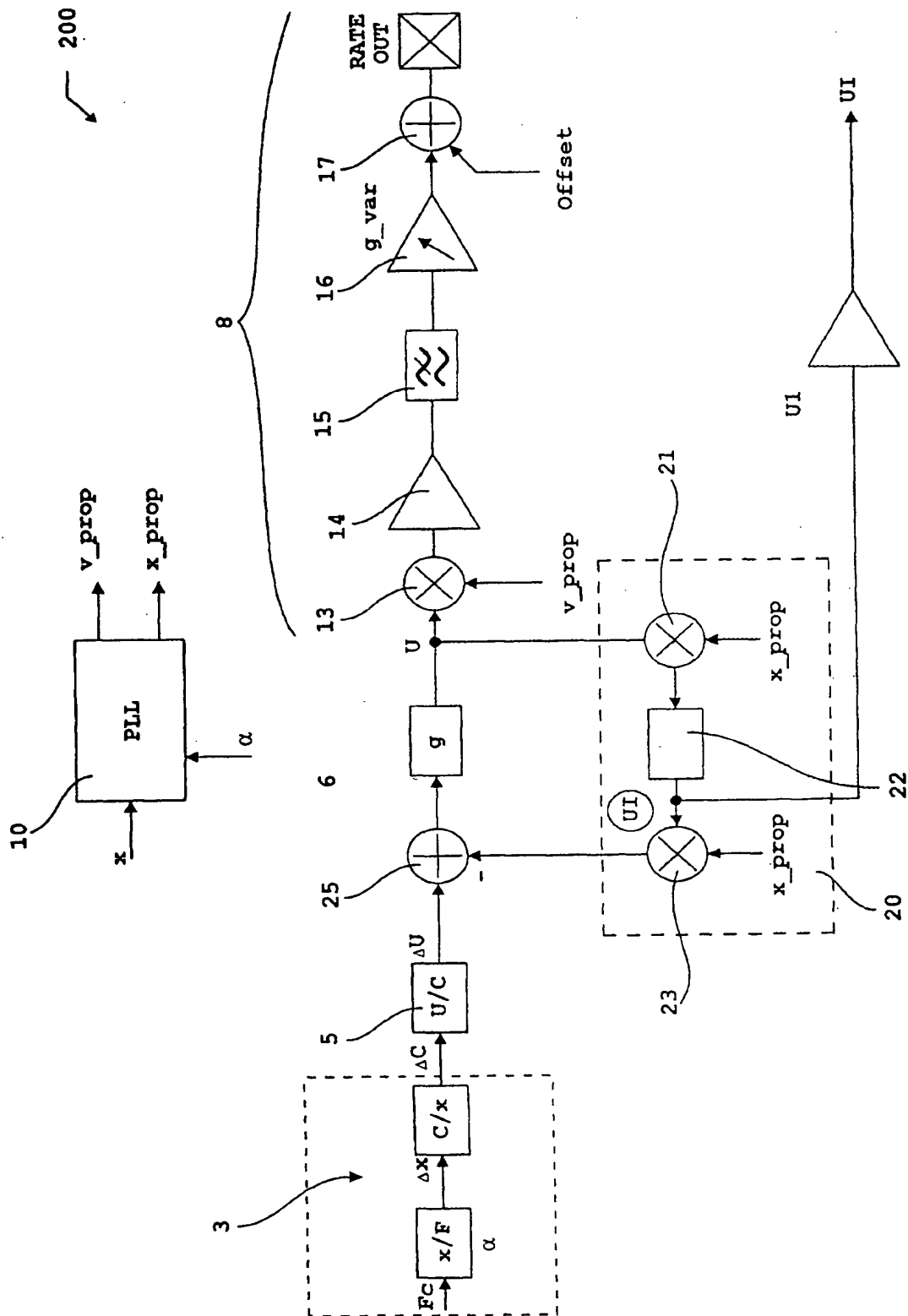


Fig. 2 (Stand der Technik)

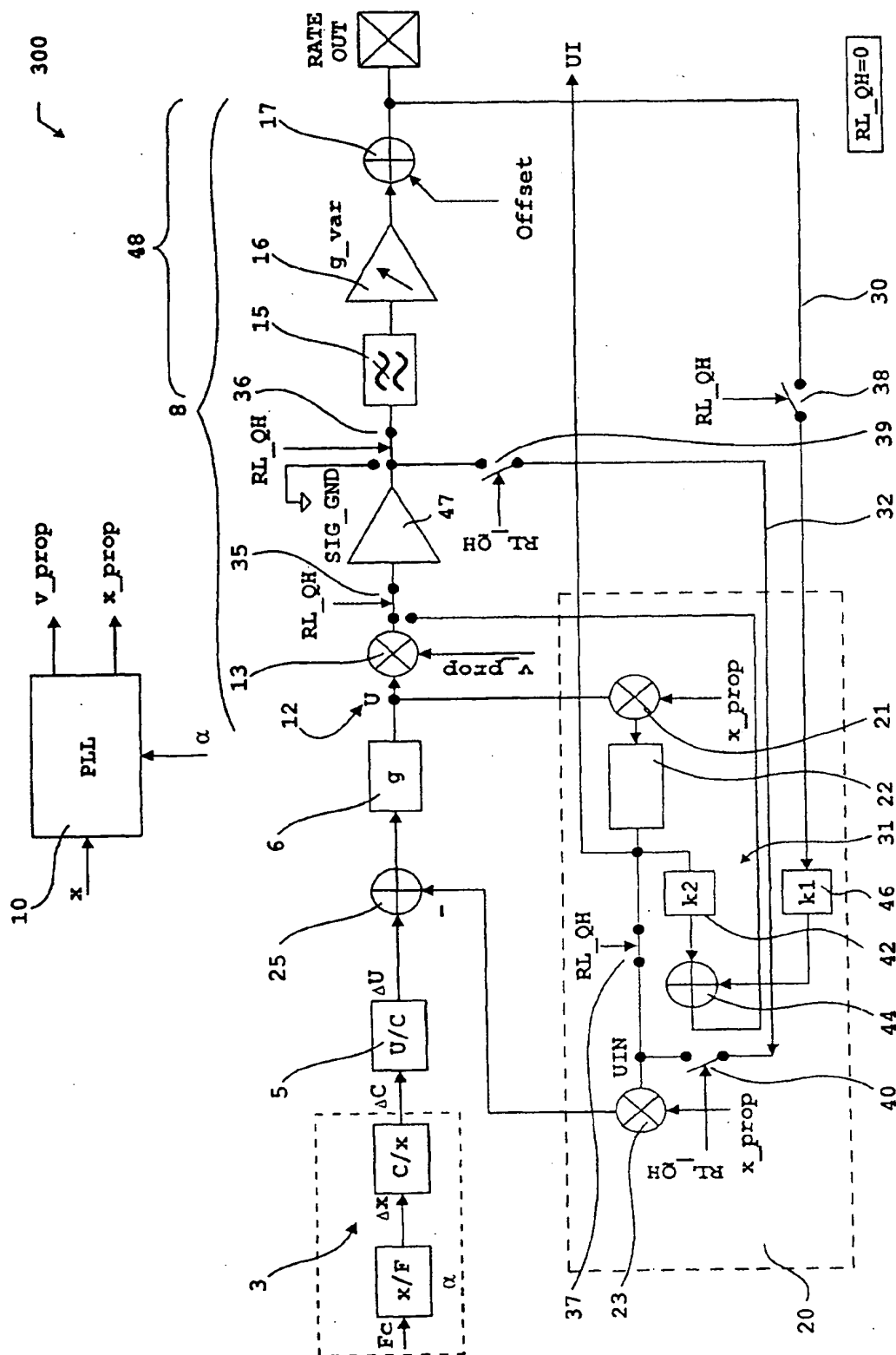


Fig. 3

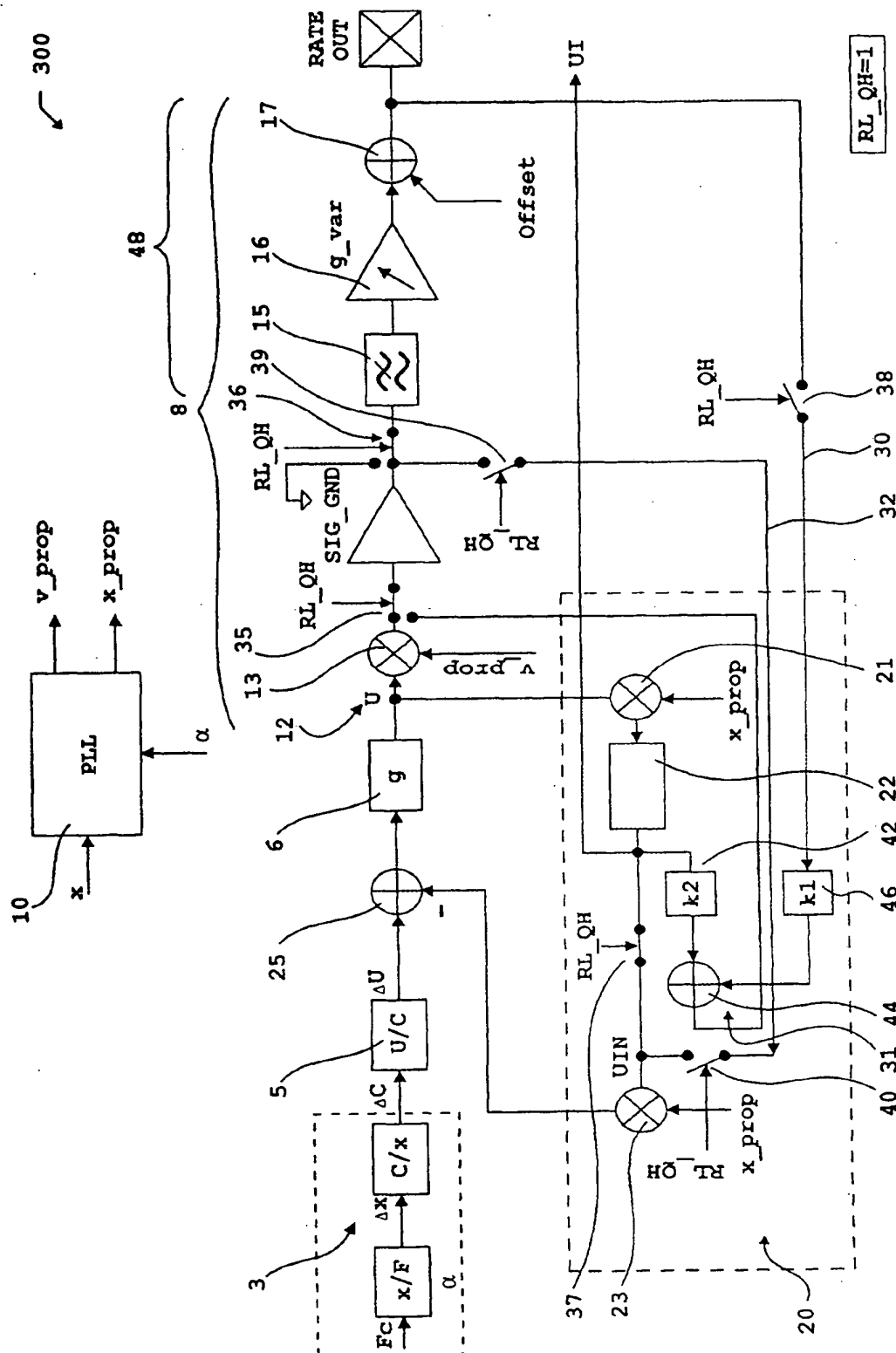


Fig. 3a

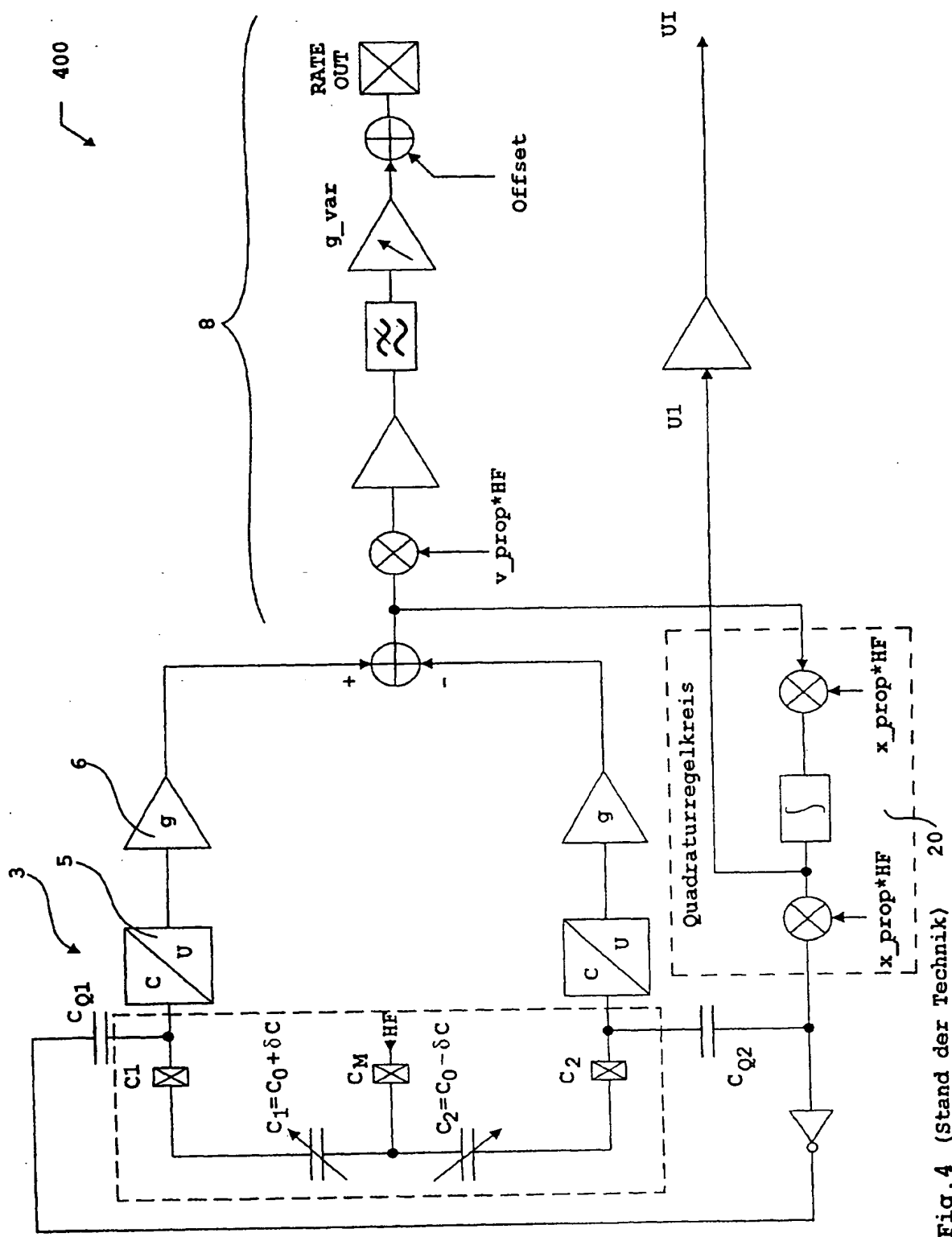


Fig. 4 (Stand der Technik)

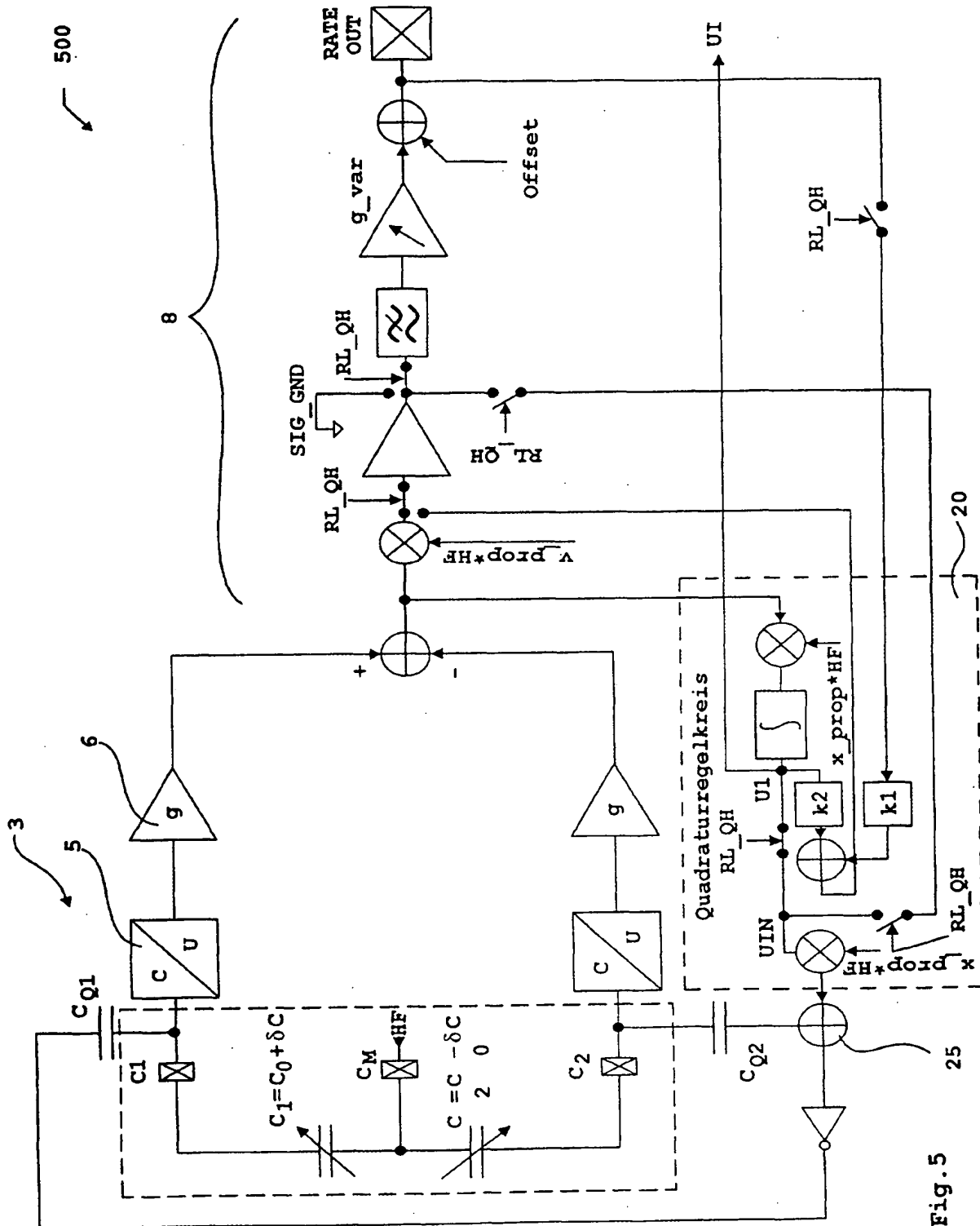


Fig. 5